

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of: Shingo KUNII Serial No.: Currently unknown Filing Date: Concurrently herewith For: DC-DC CONVERTER	
--	--

**TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENTS**

Mail Stop PATENT APPLICATION  
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Enclosed herewith is a certified copy of each of Japanese Patent Application No. **2002-304763** filed **October 18, 2002**, from which priority is claimed under 35 U.S.C. 119 and Rule 55b. Acknowledgement of the priority document is respectfully requested to ensure that the subject information appears on the printed patent.

Respectfully submitted,



Attorneys for Applicant(s)  
Joseph R. Keating  
Registration No. 37,368

Christopher A. Bennett  
Registration No. 46,710

Date: September 18, 2003

KEATING & BENNETT LLP  
10400 Eaton Place, Suite 312  
Fairfax, VA 22030  
Telephone: (703) 385-5200

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日            2 0 0 2 年 1 0 月 1 8 日  
Date of Application:

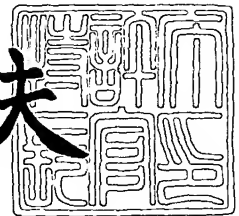
出 願 番 号            特 願 2 0 0 2 - 3 0 4 7 6 3  
Application Number:  
[ST. 10/C]:            [ J P 2 0 0 2 - 3 0 4 7 6 3 ]

出 願 人            株式会社村田製作所  
Applicant(s):

2 0 0 3 年   8 月 1 3 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号   出証特 2 0 0 3 - 3 0 6 5 3 4 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 MU12111-01

【提出日】 平成14年10月18日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/28

【発明者】

【住所又は居所】 京都府長岡京市天神二丁目 2 6 番 1 0 号 株式会社村田製作所内

【氏名】 國井 信悟

【特許出願人】

【識別番号】 000006231

【氏名又は名称】 株式会社村田製作所

【代理人】

【識別番号】 100091432

【弁理士】

【氏名又は名称】 森下 武一

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 007618

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9004894

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 DC-DCコンバータ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 スイッチング素子のオン・オフ動作により、トランスの一次コイルのエネルギーを二次コイル側に出力する一次側回路と、

前記トランスの二次コイルから出力される電圧を整流平滑して直流電圧を出力する二次側回路と、

前記トランスに設けられた補助電源用コイルから出力される電圧を整流平滑する補助電源用回路と、

前記二次側回路の直流出力電圧を検出して制御信号を出力する二次側制御回路と、

前記出力電圧検出回路から出力された制御信号に基づいて前記スイッチング素子のオン・オフ動作を制御するためのパルス制御信号を出力するドライブ制御回路と、

前記出力電圧検出回路から出力された制御信号を前記ドライブ制御回路に伝達する絶縁手段と、

前記ドライブ制御回路に伝達される制御信号に、前記補助電源用回路の出力を交流的に重畳する結合手段とを備え、

前記補助電源用回路の出力と前記結合手段とが電氣的に直接に接続されていること、

を特徴とする DC-DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は DC-DCコンバータ、特に、一次側と二次側を絶縁して使用する絶縁型の DC-DCコンバータに関する。

【0002】

【従来の技術】

絶縁型の DC-DCコンバータにおいては、二次側から一次側への信号のフィ

ードバック（出力電圧を検出して、それに基づいて一次側のスイッチング制御回路を介してスイッチング素子のスイッチングを制御する）にフォトカプラを利用するのが一般的である。ところが、フォトカプラは高い周波数の信号に対しては位相遅れが大きくなって応答性が悪くなるため、スイッチング周波数を高くすると発振しやすくなったり、負荷変動に対する応答が悪くなったりするといういくつかの問題が発生する。

#### 【0003】

そこで、これらの問題を解消するため、特許文献1に記載のDC-DCコンバータが提案されている。このDC-DCコンバータは、位相遅れの小さい一次側信号を用いて補正を行うことにより応答性を改善したものである。すなわち、図5に示すように、トランスには一次コイルn1、二次コイルn2及び補助コイルnsが設けられている。入力電圧源110は、例えば商用の交流電源からの交流電流を整流平滑化して直流電圧 $V_{in}$ を生成するもので、一次コイルn1に接続されていると共にトランジスタ等のスイッチング素子Qによりオン・オフされている。二次コイルn2にはスイッチング電圧信号が誘起されるので、ダイオードD1と出力コンデンサ113の整流平滑化回路によって直流化された出力電圧 $V_{out}$ が負荷120に供給される。

#### 【0004】

誤差アンプ130は出力電圧 $V_{out}$ と基準電圧とを比較して、この誤差電圧に応じた誤差信号を出力する。フォトカプラ140はDC-DCコンバータ100の一次側と二次側を絶縁するもので、ここでは誤差アンプ130の出力する誤差信号を1次側に伝達している。ドライブ回路150は、フォトカプラ140から送られた誤差信号を入力し、出力電圧 $V_{out}$ と基準電圧とが一致する方向のスイッチング制御信号をスイッチング素子Qに印加する。補助電源回路160はドライブ回路150の動作電圧を発生するもので、補助コイルnsに誘起されたスイッチング信号をダイオードD2とコンデンサ114の整流平滑化回路によって直流化して、補助電源電圧を発生する。

#### 【0005】

分圧抵抗116, 117は補助電源回路160の出力電圧を分圧するもので、

補助電源回路 160 の出力電圧に比例する信号を発生する。結合コンデンサ 115 は分圧抵抗 116, 117 から送られた出力電圧信号を、交流的にフォトカプラ 140 からドライブ回路 150 に送られる誤差電圧信号に交流的に重畳させている。

#### 【0006】

こうして、トランスに設けられた補助コイル  $n_s$  に誘起される電圧を補助電源回路 160 で整流平滑し、これを抵抗分割による出力電圧検出手段 116, 117 を用いて検出し、この検出した信号に含まれる交流成分をフォトカプラ 140 の出力に結合手段（結合コンデンサ 115）を介して交流的に重畳することによって、発振などに対する安定度を向上させている。

#### 【0007】

##### 【特許文献 1】

特開平 8-331844 号公報

#### 【0008】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の DC-DC コンバータ 100 は、補助コイル  $n_s$  に誘起される電圧を抵抗分割による出力電圧検出手段 116, 117 を用いて検出しているため、フォトカプラ 140 の出力に交流的に重畳される信号レベルが非常に小さくなるなどの問題がある。この中で、特に重要な問題は、定数設計の自由度が小さく、位相補正、起動特性および短絡保護の面で制約が大きいということである。

#### 【0009】

出力電圧検出手段の分圧抵抗 116 には、効率低下（損失増大）を防止するため、通常、抵抗値の大きい（10 k $\Omega$  以上）抵抗が使用される。ここで、十分な位相補正量を確保するためには、結合コンデンサ 115 と分圧抵抗 116 の直列回路のインピーダンスを小さくする必要がある。ところが、分圧抵抗 116 の抵抗値  $R$  が大きいため、インピーダンスを小さくしようとすれば結合コンデンサ 115 の静電容量  $C$  を大きな値にする必要がある。

#### 【0010】

DC-DCコンバータ100の起動時には、結合コンデンサ115はその静電容量Cと分圧抵抗116の抵抗値Rの積で表される時定数CRで充電される。しかし、時定数CRが大きいため充電時間が長くなる。この結合コンデンサ115への充電電流によって、起動時の出力電圧 $V_{out}$ の立ち上がり波形がなまり、起動時間 $t_{r1}$ が長くなる（図6参照）。

#### 【0011】

また、DC-CDコンバータには、通常、ダイオードやトランジスタなどで構成された短絡保護回路が設けられている。そして、この短絡保護回路は、短絡時のダイオードやトランジスタにかかるストレスを減少させるため、起動時などに短絡保護回路を誤動作させないためのマスク時間をできるだけ短くするように設計されている。一方、起動時に短絡保護回路が誤動作しないように、マスク時間は起動時間 $t_{r1}$ 以上に設定する必要がある。従って、図6に示すように起動時間 $t_{r1}$ が長い場合には、マスク時間を短くすることができず、ダイオードやトランジスタには短絡時に大きなストレスに耐えられる高価で大型のものを使用する必要が生じる。

#### 【0012】

そこで、本発明の目的は、フォトカプラなどの絶縁手段の出力に交流的に重畳される信号レベルが大きく、定数設計、位相補正、起動特性および短絡保護の面で制約が少ないDC-DCコンバータを提供することにある。

#### 【0013】

##### 【課題を解決するための手段および作用】

前記目的を達成するため、本発明に係るDC-DCコンバータは、

(a) スイッチング素子のオン・オフ動作により、トランスの一次コイルのエネルギーを二次コイル側に出力する一次側回路と、

(b) トランスの二次コイルから出力される電圧を整流平滑して直流電圧を出力する二次側回路と、

(c) トランスに設けられた補助電源用コイルから出力される電圧を整流平滑する補助電源用回路と、

(d) 二次側回路の直流出力電圧を検出して制御信号を出力する二次側制御回

路と、

(e) 出力電圧検出回路から出力された制御信号に基づいてスイッチング素子のオン・オフ動作を制御するためのパルス制御信号を出力するドライブ制御回路と、

(f) 出力電圧検出回路から出力された制御信号をドライブ制御回路に伝達する絶縁手段と、

(g) ドライブ制御回路に伝達される制御信号に、補助電源用回路の出力を交流的に重畳する結合手段とを備え、

(h) 補助電源用回路の出力と結合手段とが電氣的に直接に接続されていること、

を特徴とする。

#### 【0014】

補助電源回路を、分圧抵抗などを介さないで直接に結合手段に接続しているため、分圧抵抗の制約がなく、結合手段である結合コンデンサなどの容量を自由に設定できる。

#### 【0015】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明に係るDC-DCコンバータの実施の形態について添付の図面を参照して説明する。本実施形態では、絶縁型のフォワードDC-DCコンバータを例にして説明する。

#### 【0016】

図1に示すように、DC-DCコンバータ21のトランス1には、一次コイルN1と二次コイルN2と補助電源用コイルN3とが設けられている。トランス1の一次コイルN1にはスイッチング素子Qとコンデンサ2とを備えた一次側回路3が接続されている。この一次側回路3には直流の入力電源4が接続される。

#### 【0017】

また、二次コイルN2にはダイオード5、6、コイル7及びコンデンサ8からなる二次側回路9が接続されており、この二次側回路9の出力側が負荷10に接続される。さらに、補助電源用コイルN3にはダイオード11、12、コイル1



3 及びコンデンサ 14 からなる補助電源用回路 15 が接続されている。この補助電源用回路 15 はドライブ制御回路 16 の動作電圧を発生するものであり、その出力側はドライブ制御回路 16 に接続されている。ドライブ制御回路 16 の出力側は一次側回路 3 のスイッチング素子 Q に接続されている。

#### 【0018】

一次側回路 3 は、スイッチング素子 Q のオン・オフ動作によって、入力電源 4 の電力をトランス 1 を介して二次側回路 9 に伝える構成を備えている。また、二次側回路 9 は二次コイル N2 に発生する電圧を整流平滑し、該整流平滑した直流の電圧  $V_{out}$  を負荷 10 に出力する構成を有している。

#### 【0019】

さらに、補助電源用回路 15 は、補助電源用コイル N3 に発生する電圧を整流平滑する構成を有している。補助電源用コイル N3 には、二次コイル N2 に発生する電圧と等しい位相の電圧が発生していると見做せる。また、二次コイル N2 に発生する電圧の位相は、二次側回路 9 の出力電圧  $V_{out}$  の位相に等しいと見做せる。このことから、補助電源用回路 15 は出力電圧  $V_{out}$  に比例した電圧を出力する。この補助電源用回路 15 から出力された電圧はリップル成分を有し、このリップル成分すなわち交流成分は一次側信号であるため位相遅れが小さい。

#### 【0020】

二次側制御回路 17 は出力電圧  $V_{out}$  を検出し、フォトカプラ 18 を介して制御信号を一次側のドライブ制御回路 16 にフィードバックする。フォトカプラ 18 は DC-DC コンバータ 21 の一次側と二次側を絶縁するもので、ここでは、二次側制御回路 17 の出力する制御信号を 1 次側に伝達している。

#### 【0021】

制御信号には、補助電源用回路 15 の出力信号が、抵抗などで分圧されることなく、結合手段 22 を介して交流的に重畳される。結合手段 22 は補助電源用回路 15 の出力信号から交流分のみを取り出すための結合コンデンサ 19 を含む。ドライブ制御回路 16 は、制御信号に基づいて二次側回路 9 の出力電圧  $V_{out}$  を安定化すべく、パルス制御信号をスイッチング素子 Q に加える構成を備えてい

る。パルス制御信号はスイッチング素子Qのオン・オフ動作を制御するための信号であり、スイッチング素子Qはそのパルス制御信号に従ってオン・オフ動作を行う。

#### 【0022】

以上のように、出力電圧制御はフォトカプラ18を用いて行われるのであるが、フォトカプラ18は高周波領域において位相遅れが生じる。一方、補助電源用回路15の出力信号の交流成分は位相遅れが小さく、これを結合コンデンサ19を介して交流成分のみ制御信号に加えることで、高周波領域における位相遅れを防止することができる。これにより、負荷変動に対する制御の応答性を上昇させることができる。

#### 【0023】

以上の構成からなるDC-DCコンバータ21は、分圧抵抗を介さないで補助電源用回路15を直接に結合手段22に接続しているので、分圧抵抗の制約がなく、結合コンデンサ19の静電容量を自由に設定できる。従って、静電容量の小さい結合コンデンサ19で補正量を確保することができる。この結果、DC-DCコンバータ21の起動時の出力電圧 $V_{out}$ の立ち上がり波形が急峻になり、起動時間 $t_r2$ を短くできる（図2参照）。

#### 【0024】

また、図2に示すように起動時間 $t_r2$ が短い場合には、短絡保護回路のダイオードやトランジスタにかかるストレスを減少させるためのマスク時間を短くできる。このため、ダイオードやトランジスタには安価で小型のものを使用することができる。

#### 【0025】

また、本実施形態では、一次側交流成分の帰還には結合コンデンサ19を用いた結合手段22を利用しているが、FETを用いたソースフォロワ回路、トランジスタを用いたエミッタフォロワ回路、OPアンプを用いたハイパスフィルタ回路、トランス結合回路等の他の交流的な結合回路を用いても差し支えない。

#### 【0026】

なお、図3（A）にはDC-DCコンバータ21のゲイン特性および位相特性

を示す。比較のために、図3 (B) にはDC-DCコンバータ21において、結合コンデンサ19を省略したときのゲイン特性および位相特性を示す。図3 (A) に示すように、DC-DCコンバータ21は10kHz以上の高周波領域の位相が進み、ゲイン交差周波数と10kHz以上の領域まで高くすることができる。

#### 【0027】

なお、本発明に係るDC-DCコンバータは前記実施形態に限定するものではなく、その要旨の範囲内で種々に変更することができる。特に、本発明はフォワードDC-DCコンバータ（スイッチング素子がオンしている期間に二次側にエネルギーが伝えられるDC-DCコンバータ）に限るものではない。例えばフライバックDC-DCコンバータ（スイッチング素子がオンしている期間にトランスにエネルギーが蓄えられ、スイッチング素子がオフしている期間に二次側にエネルギーが伝えられるDC-DCコンバータ）にも本発明を適用できる。

#### 【0028】

また、図4に示すように、結合手段23において結合コンデンサ19に直列に抵抗20を接続したDC-DCコンバータ21Aであってもよい。これにより、結合コンデンサ19、フォトカプラ18および二次側制御回路17からなる制御系の定数設計の自由度がさらに上昇する。

#### 【0029】

##### 【発明の効果】

以上の説明で明らかなように、本発明によれば、補助電源回路の出力を、分圧抵抗などを介さずに直接に結合手段に接続しているため、分圧抵抗の制約がなく、結合手段である結合コンデンサなどの容量を自由に設定できるため、定数設計の自由度が上昇する。また、静電容量の小さい結合コンデンサで補正量を確保することができるため、DC-DCコンバータの起動時の出力電圧 $V_{out}$ の立ち上がり波形を急峻にし、起動時間を短くできる。

#### 【0030】

起動時間が短い場合には、短絡保護回路のマスク時間を短くでき、ダイオードやトランジスタにかかるストレスを減少させることができる。このため、ダイオ

ードやトランジスタには安価で小型のものを使用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明に係る DC-DC コンバータの一実施形態を示す電気回路図。

【図 2】

図 1 に示した DC-DC コンバータの起動時の出力電圧  $V_{out}$  の立ち上がり波形を示すグラフ。

【図 3】

(A) は図 1 に示した DC-DC コンバータのゲイン特性および位相特性を示すグラフ、(B) は図 1 に示した DC-DC コンバータにおいて結合コンデンサを省略したときのゲイン特性および位相特性を示すグラフ。

【図 4】

図 1 に示した DC-DC コンバータの変形例を示す電気回路図。

【図 5】

従来の DC-DC コンバータを示す電気回路図。

【図 6】

図 5 に示した DC-DC コンバータの起動時の出力電圧  $V_{out}$  の立ち上がり波形を示すグラフ。

【符号の説明】

- 1…トランス
- 3…一次側回路
- 9…二次側回路
- 15…補助電源用回路
- 16…ドライブ制御回路
- 17…二次側制御回路
- 18…フォトカプラ（絶縁手段）
- 19…結合コンデンサ（結合手段）
- 21, 21A…DC-DC コンバータ
- 22, 23…結合手段

N 1 …一次コイル

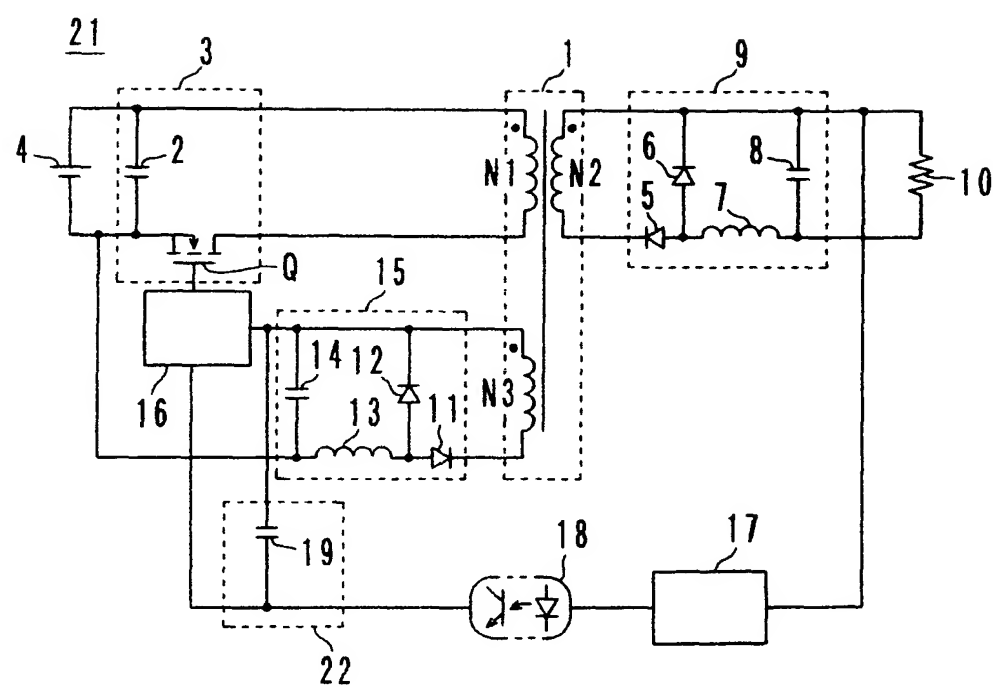
N 2 …二次コイル

N 3 …補助電源用コイル

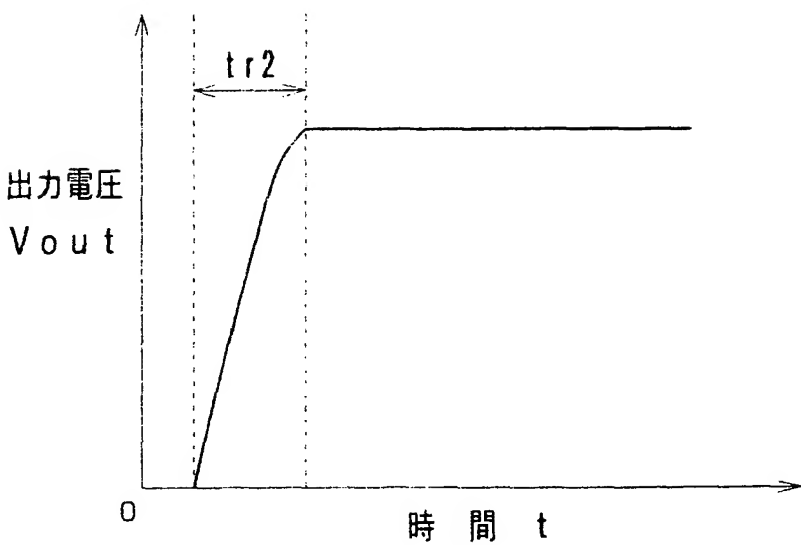
Q …スイッチング素子

【書類名】 図面

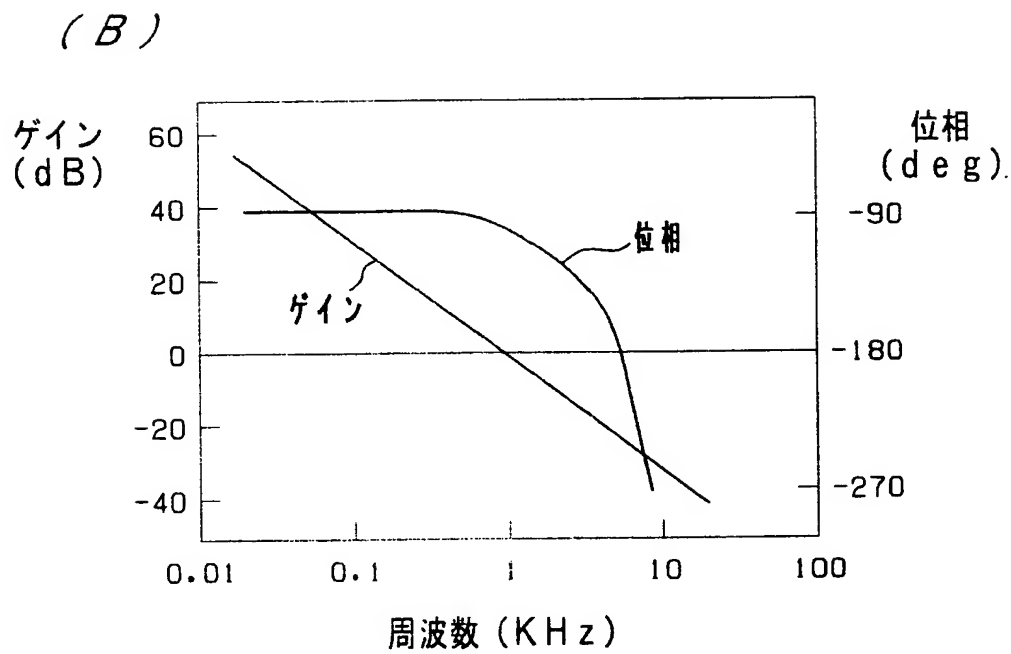
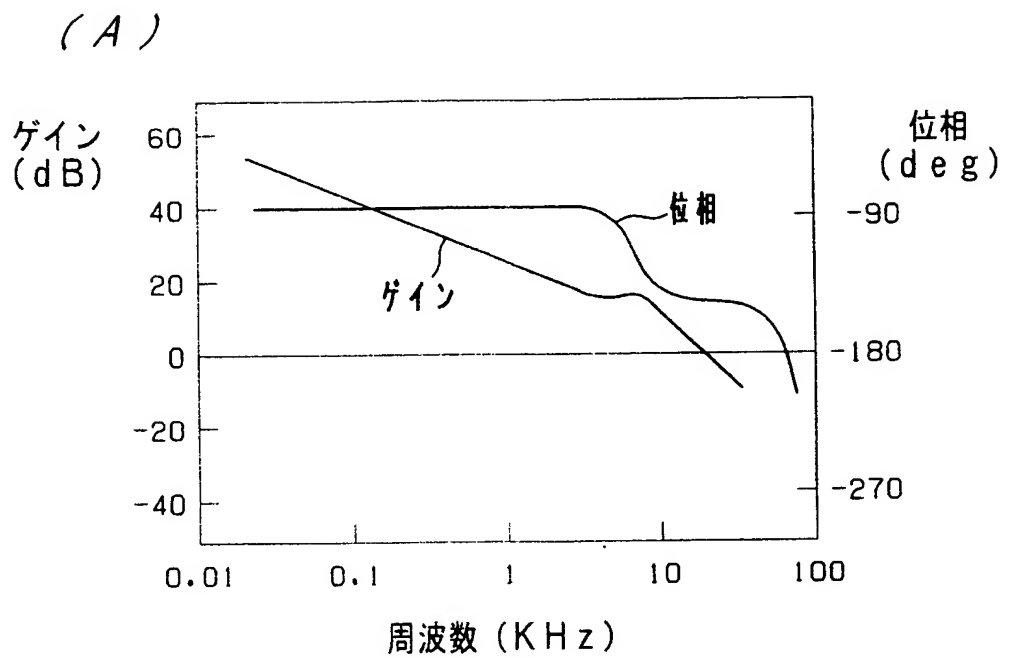
【図1】



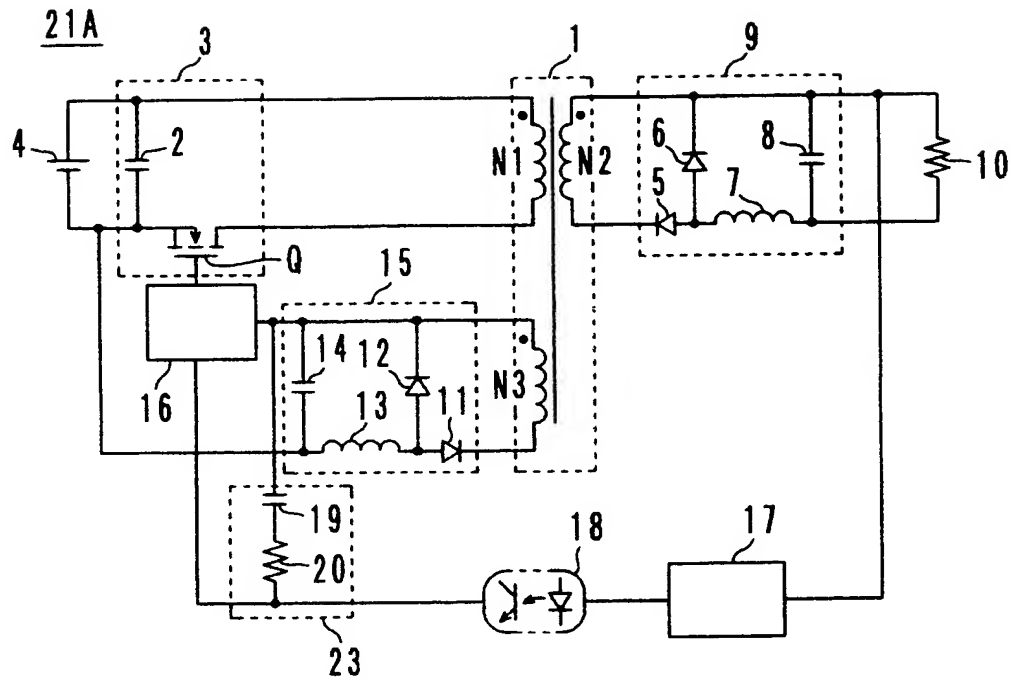
【図2】



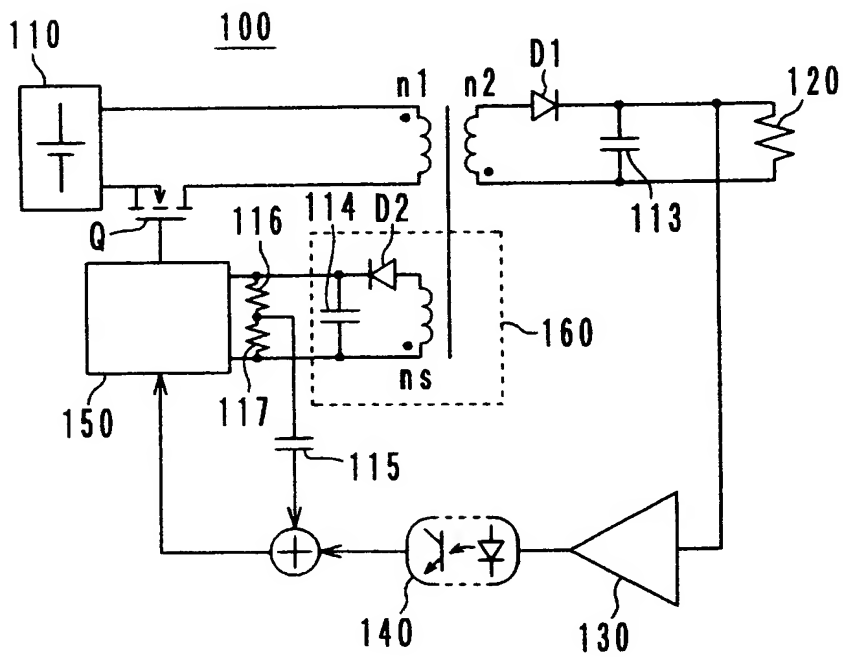
【図 3】



【図 4】

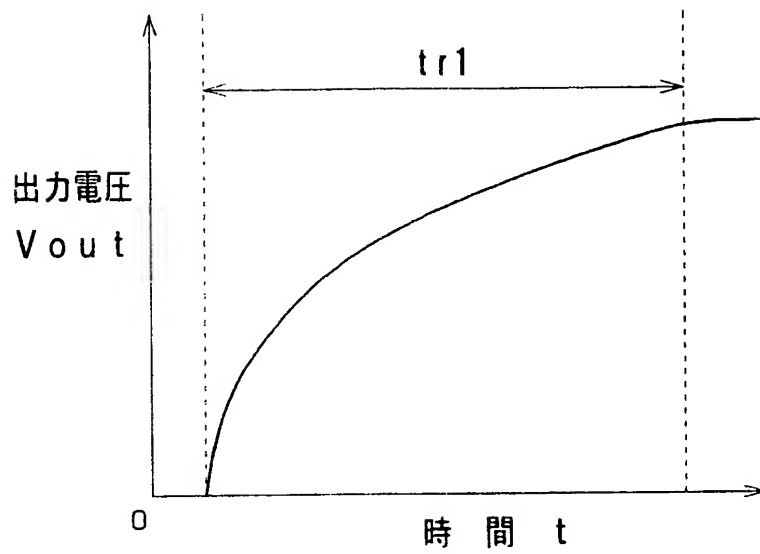


【図 5】





【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 フォトカプラなどの絶縁手段の出力に交流的に重畳される信号レベルが大きく、定数設計、位相補正、起動特性および短絡保護の面で制約が少ない DC-DC コンバータを提供する。

【解決手段】 二次側制御回路 17 は出力電圧  $V_{out}$  を検出し、フォトカプラ 18 を介して制御信号を一次側のドライブ制御回路 16 にフィードバックする。フォトカプラ 18 は DC-DC コンバータ 21 の一次側と二次側を絶縁するもので、ここでは、二次側制御回路 17 の出力する制御信号が一次側に伝達される。制御信号には、補助電源用回路 15 の出力信号が、結合コンデンサ 19 を介して交流的に重畳される。ドライブ制御回路 16 は、制御信号に基づいて二次側回路 9 の出力電圧  $V_{out}$  を安定化すべく、パルス制御信号をスイッチング素子 Q に加える構成を備えている。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 2 - 3 0 4 7 6 3

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 6 2 3 1 ]

1 . 変 更 年 月 日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[ 変 更 理 由 ]

新 規 登 録

住 所

京 都 府 長 岡 京 市 天 神 二 丁 目 2 6 番 1 0 号

氏 名

株 式 会 社 村 田 製 作 所